5

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-196982

(43)Date of publication of application : 19.07.2001

---

(51)Int.Cl.

H04B 7/02
H01Q 3/26
H04B 7/06
H04B 7/08
H04J 15/00

---

(21)Application number : 2000-342836

(22)Date of filing : 10.11.2000

(71)Applicant : LUCENT TECHNOL INC

(72)Inventor : HASSIBI BABAK

---

(30)Priority

Priority number : 1999 438900 Priority date : 12.11.1999 Priority country : US

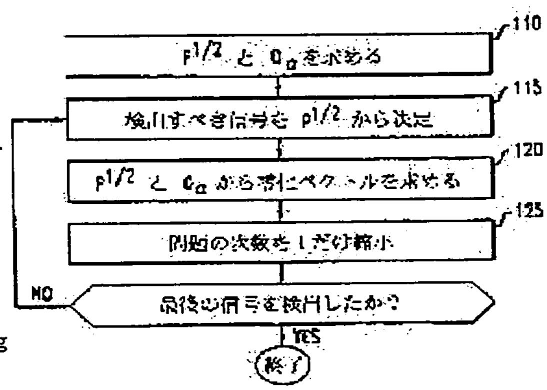
---

(54) TRANSMISSION SIGNAL DETECTION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a new procedure that decides a null vector and an optimum sequence for signal detection in a wireless communication system employing a multiple antenna array for transmission reception.

SOLUTION: The calculation amount required for the procedure of this invention is scaled only for the 3rd power of number M of transmission antennas. Furthermore, A matrix square arithmetic operation and an inverse arithmetic operation can be completely avoided. In place of them the unitary conversion is frequently in use. The major part of this invention introduces the null vector and the optimum sequence from a couple of matrices of P1/2 and Qα without the need for the matrix square arithmetic operation and the inverse matrix arithmetic operation. The matrix product P1/2 Qα* (a symbol '*' denotes conjugate transposition) is equal to an ordinary inverse matrix including a channel matrix H as sub matrices. The matrices P1/2 and Qα can be obtained by propagating a matrix root algorithm.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁（ＪＰ）　(12) **公開特許公報**（Ａ）

(11)特許出願公開番号
特開2001－196982
（P2001－196982A）

(43)公開日　平成13年7月19日(2001.7.19)

(51)Int.Cl.⁷	識別記号	ＦＩ	テーマコード(参考)
Ｈ０４Ｂ　7/02		Ｈ０４Ｂ　7/02	Ｃ
Ｈ０１Ｑ　3/26		Ｈ０１Ｑ　3/26	Ｚ
Ｈ０４Ｂ　7/06		Ｈ０４Ｂ　7/06	
7/08		7/08	
Ｈ０４Ｊ　15/00		Ｈ０４Ｊ　15/00	

審査請求　未請求　請求項の数7　ＯＬ　（全 11 頁）

(21)出願番号　特願2000－342836(P2000－342836)

(22)出願日　平成12年11月10日(2000.11.10)

(31)優先権主張番号　０９／４３８９００

(32)優先日　平成11年11月12日(1999.11.12)

(33)優先権主張国　米国（ＵＳ）

(71)出願人　596077259
ルーセント　テクノロジーズ　インコーポレイテッド
Ｌｕｃｅｎｔ　Ｔｅｃｈｎｏｌｏｇｉｅｓ　Ｉｎｃ．
アメリカ合衆国　07974　ニュージャージー、マレーヒル、マウンテン　アベニュー　600－700

(74)代理人　100081053
弁理士　三俣　弘文

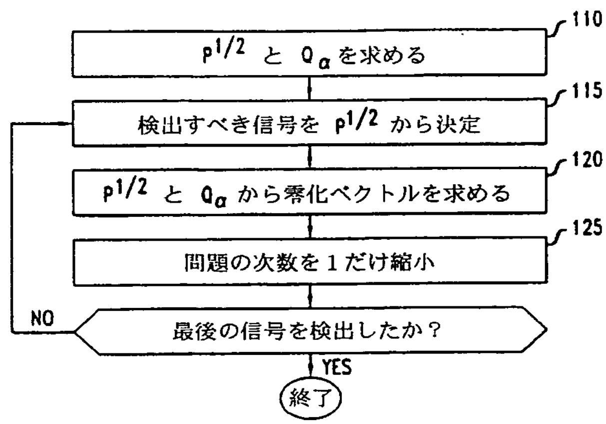
最終頁に続く

(54)【発明の名称】　送信信号検出方法

(57)【要約】

【課題】　送受信に多重アンテナアレイを用いるワイヤレス通信システムでの信号検出において、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。

【解決手段】　本発明の手続きの計算量は、送信アンテナの数Mの３乗でしかスケールしない。さらに、行列２乗演算および逆演算は完全に回避される。代わりに、ユニタリ変換が多く使用される。本発明の主要部分は、零化ベクトルおよび最適順序を、行列２乗演算や逆行列演算なしで、$P^{1/2}$およびQ_{α}という行列のペアから導出することである。行列積$P^{1/2}Q_{\alpha}{}^{*}$（記号「＊」は共役転置を表す）は、チャネル行列Ｈを小行列として含む行列の一般逆行列に等しい。行列$P^{1/2}$およびQ_{α}は、行列平方根アルゴリズムを伝搬することにより得られる。



【特許請求の範囲】

【請求項１】　それぞれの送信アンテナ素子によって送信された少なくとも２つの送信信号を検出する方法において、該方法は、

ａ）それぞれの受信アンテナ素子から少なくとも２つの受信信号を収集するステップと、

ｂ）受信信号のベクトルに零化ベクトルを乗じることにより、送信信号のうちの１つの特定送信信号に対応する推定値を生成して、該特定送信信号を検出するステップと、

ｃ）検出された信号の効果を受信信号のベクトルから少なくとも部分的に消去するステップと、

ｄ）前記少なくとも２つの送信信号のそれぞれに対応する推定値が得られるまで好ましい順序でステップ（ｂ）を繰り返すステップとを有し、

ｅ）前記好ましい順序および各零化ベクトルは、推定チャネル係数のチャネル行列Ｈから得られ、

ｆ）チャネル行列Ｈに対応する一般逆行列が存在し、

ｇ）前記零化ベクトルおよび前記好ましい順序を得ることとは、ただ１つの前記一般逆行列を実質的に計算することを含み、

ｈ）前記一般逆行列は、逆行列演算を実行することなく実質的に計算されることを特徴とする送信信号検出方法。

【請求項２】　共役転置を＊で表して、前記好ましい順序は、関係式$P^{1/2}$（$P^{1/2}$）*＝Ｐにより誤り共分散行列に関係づけられる行列$P^{1/2}$から決定されることを特徴とする請求項１に記載の方法。

【請求項３】　前記一般逆行列（$H_{\alpha}{}^{\dagger}$で表す）の実質的計算は、$P^{1/2}$と、性質$P^{1/2}Q_{\alpha}{}^{*}=H_{\alpha}{}^{\dagger}$を有する別の行列$Q_{\alpha}$とを計算することを含むことを特徴とする請求項２に記載の方法。

【請求項４】　前記零化ベクトルは、$P^{1/2}$およびQ_{α}から導出されることを特徴とする請求項３に記載の方法。

【請求項５】　前記零化ベクトルおよび前記好ましい順序を得ることは、$P^{1/2}$を実質的に三角化することを含み、

各零化ベクトルは、スカラー係数とベクトルとの積から得られ、

それぞれの前記スカラー係数は、三角化された$P^{1/2}$の対角要素であり、

それぞれの前記ベクトルは、$Q_{\alpha}{}^{*}$の行、または、ユニタリ変換のもとでの$Q_{\alpha}{}^{*}$の像の行であることを特徴とする請求項４に記載の方法。

【請求項６】　行列$P^{1/2}$およびQ_{α}は、行列平方根アルゴリズムを伝搬することによってＨから導出されることを特徴とする請求項３に記載の方法。

【請求項７】　$H_{\alpha}{}^{\dagger}$は、チャネル行列Ｈを小行列として含む拡大行列の一般逆行列であることを特徴とする請求項３に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス無線周波数通信システムに関し、特に、多重アンテナアレイを使用したディジタルワイヤレス通信システムにおいて信号を受信する方法に関する。

【０００２】

【従来の技術】情報理論的予測によれば、ディジタルワイヤレス通信システムがデータ通信可能な最終的なビットレートを決定するファクタには、送信機における全放射パワー、送信サイトおよび受信サイトにおけるアンテナ素子の数、帯域幅、受信機におけるノイズパワー、および、伝搬環境の特性がある。

【０００３】従来のほとんどのシステムは、単一の送信アンテナ素子および単一の受信素子を使用する。しかし、当業者には認識されているように、送信、受信、またはその両方に、多重アンテナアレイを使用することによって、ビットレートを大幅に改善することができる。このような多重アンテナアレイの使用については、例えば、米国特許出願第０８／６７３９８１号（発明者：G. J. Foschini）に記載されている。

【０００４】多重アンテナアレイを使用するための知られている１つの方式を図１に示す。この方式は、いわゆる「豊富な散乱環境」（すなわち、チャネル行列Ｈの要素H_{ij}が、適当な近似で、統計的に独立であると仮定される信号伝搬環境）で動作するためのものである。

【０００５】図１に示すように、送信信号s_1，．．．，s_Mはそれぞれ、Ｍ個の異なるアンテナ素子１０．１，．．．，１０．Ｍから送信される。対応する受信信号x_1，．．．，x_Nはそれぞれ、Ｎ個の異なるアンテナ素子１５．１，．．．，１５．Ｎから収集される。この方式では、送信アンテナ素子の数Ｍは少なくとも２であり、受信素子の数Ｎは少なくともＭである。送信アンテナ素子１０．１，．．．，１０．Ｍは、一斉に駆動される単一の素子アレイを表すことも可能であり、あるいは、独立に駆動されるアンテナであることも可能である。

【０００６】チャネル行列Ｈは、Ｎ×Ｍ行列であり、そのｉ行ｊ列の要素は、ｉ番目の受信アンテナ素子とｊ番目の送信アンテナ素子の間の、伝搬チャネルを通じての結合を表す。

【０００７】受信信号x_1，．．．，x_Nは、ディジタル信号プロセッサ（ＤＳＰ）２０で処理され、回復信号$\hat{s}_1$，．．．，$\hat{s}_M$が生成される。実際には、プロセッサ２０での処理は、伝搬チャネルにより影響を受けた送信アンテナと受信アンテナの間の結合を逆転させることである。この逆転が実行される方法については以下で説明する。ただし、送信信号の完全な再構成は一般に不可能である。したがって、通常は、回復信号と、可能なシンボル値の所定のコンステレーション（信号点配置）内の１

つのシンボル値との間の最良一致（しかし、一般には、完全な一致ではない）を探索することによって、それぞれの回復信号を復号する。当業者は、この復号手続きを「スライシング」(slicing)と呼ぶことがある。

【０００８】図２の流れ図は、例示的な、知られている信号検出手続きをまとめたものである。ブロック２５で、既知信号のシーケンス（列）を送信することによって、チャネル行列要素の推定値を得る。通常、およそ２Ｍ個のトレーニングベクトルのシーケンスを送信する。各トレーニングベクトルは、Ｍ個の送信アンテナ素子のそれぞれからの送信に対するそれぞれの信号値からなる。当業者には認識されるように、例えば、適当な次元のＦＦＴ（高速フーリエ変換）行列の行は、トレーニングベクトルとして有用である。

【０００９】図２の説明を続けると、ブロック３０で、一般逆行列と呼ばれる行列を、チャネル行列Ｈから導出する。ここで、一般逆行列は、Ｈを小行列として含む拡大行列に対応する。この導出については以下でさらに詳細に説明する。この一般逆行列から、誤り共分散行列と呼ばれる別の行列が導出される。誤り共分散行列は、送信信号のうち最も強い（強く受信された）のはどの信号であるかの指標を提供する。最初に最強の信号が検出されれば、後続の信号を検出する際の誤りの確率は小さくなる。このため、最初に、すべての残りの未検出信号のうち最も強い信号を検出するのが最適である。こうして、最強の信号が検出のために選択される。

【００１０】ブロック３５で、零化ベクトルと呼ばれるベクトルを、一般逆行列から導出する。零化ベクトルは、一般逆行列の行のうち、検出のために選択された信号に対応する行から導出される。

【００１１】ブロック４０で、受信信号ベクトル→ｘ＝（x_1, ..., x_N）の左から零化ベクトルを乗じる。（→ｘは列ベクトルであることに注意すべきである。）その結果は、回復信号であり、対応する送信信号の最小平均二乗推定値を表す。当業者には認識されるように、この手続きは、ＭＭＳＥ（最小平均二乗誤差）信号検出の原理を適用したものである。

【００１２】ブロック４０の手続きを零化という。この理由は、受信機に加法性ノイズがないとした場合、→ｘの左から零化ベクトルを乗じることにより、理論的に、所望の信号の正確な複製が得られ、そのため、他のＭ－１個の信号の効果が消去（零化）されるからである。

【００１３】ブロック４５で、スライシング手続きを実行して、回復シンボルを、シンボルコンステレーションの要素と同定する。

【００１４】ブロック５０で、検出信号の効果を、検出問題から消去する。このステップの結果、回復すべき送信信号が１個少ない縮小次数問題が得られる。その後、すべての送信信号が回復され復号されるまで、ブロック３０～５０の手続きを反復する。各反復において、検出すべき最適の信号は、ブロック３０で決定されるように、残りの信号のうち最も強い信号である。この点に関して注意すべき点であるが、ブロック３０および３５の手続きの計算量（計算の複雑さ）はM^3としてスケールする。この反復ループにより、これらの手続きはＭ回反復され、全計算量はM^4としてスケールする。

【００１５】

【発明が解決しようとする課題】従来実行されている図２のプロセスは、有用ではあるが、いくつかの制限を受ける。このような制限の１つは、ブロック３０および３５の手続きの（すなわち、零化ベクトルおよび最適順序を決定する）計算量が、送信アンテナの数Ｍの４乗としてスケールすることである。大規模な送信アレイの場合、例えば、Ｍが１０以上の場合、これらの手続きは計算時間を支配し、リアルタイム処理には大きすぎる計算時間になることもある。

【００１６】従来実行されている図２のプロセスは、多くの行列２乗演算（例えば、行列とその共役転置との積）および逆演算を含む。これらの演算は、その計算に関係する量のダイナミックレンジを増大させることになる。その結果、これらの計算は、打ち切り誤差を生じやすく、数値的に不安定なことがある。打ち切り誤差を最小にするためには、これらの計算を、固定小数点算術ではなく浮動小数点算術で実行することが好ましい。他方、固定小数点算術は、実用的アプリケーションでは有利である。これは、高速で比較的安価なディジタル信号プロセッサに適しているからである。このように、図２のプロセスを実行するための従来の方法のもう１つの制限は、固定小数点算術を用いたプロセッサでの実行に適していないことである。

【００１７】

【課題を解決するための手段】本発明は、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。本発明の新しい手続きの計算量は、送信アンテナの数Ｍの３乗でしかスケールしない。さらに、この新しい手続きでは、行列２乗演算および逆演算は完全に回避される。代わりに、ユニタリ変換が多く使用される。当業者には認識されるように、ユニタリ変換は、数値解析で使用される最も数値的に安定な演算の１つである。２乗および逆演算からユニタリ変換へのこの移行の結果、固定小数点算術において、少なくともいくつかの場合には、計算値のダイナミックレンジは、実際の実行のために十分に小さくなる。

【００１８】本発明の主要部分は、零化ベクトルおよび最適順序を、行列２乗演算や逆行列演算なしで、$P^{1/2}$およびQ_αという行列のペアから導出することができることである。行列積$P^{1/2}Q_\alpha{}^*$（記号「＊」は共役転置を表す）は、チャネル行列Ｈを小行列として含む行列の一般逆行列に等しい。このように、$P^{1/2}$およびQ_αの導出は、一般逆行列の暗黙の計算を構成する。

【００１９】行列$P^{1/2}$およびQ_αは、行列平方根アルゴリズムを伝搬(propagate)することにより得られる。このアルゴリズムの入力は、チャネル行列Ｈの行と、平均信号対ノイズ比αの逆数のみである（一般性を失うことなく、ノイズは単位パワーを有すると仮定する）。実際には、信号対ノイズ比は、例えば、送信中の受信パワーを送信のない期間中の受信パワーと比較することによって測定することができる。発明者が実際に見出したところでは、本発明の信号検出手続きは、αの値が１５〜２５ｄＢの範囲内にある限り、αの値にはあまり敏感ではない。

【００２０】なお、この平方根アルゴリズムを実行するためには、入力の値に従って以下で説明するように選択される適当なユニタリ行列を導入する必要がある。$P^{1/2}$およびQ_αを、別の適当に選択されたユニタリ行列で変換することにより、検出が「最適」である次の信号に対する零化ベクトルを計算するための簡単な公式に挿入すべき値が得られる。各零化ベクトルが得られた後、新たに検出される信号の効果を残りの検出問題から消去し、$P^{1/2}$およびQ_αの次元を小さくし、新たな変換を適用する。この手続きは、すべての零化ベクトルが得られるまで反復される。

【００２１】重要な点であるが、$P^{1/2}$およびQ_αを導出するのは一度だけであるため、一般逆行列の実質的な計算は１回だけである。このアプローチでは逆行列演算がないため、数値的安定性が改善される。一般逆行列を１回しか計算しないため、計算量は、従来技術の方法に比べて１桁小さくなる。

【００２２】

【発明の実施の形態】まず、図３で、前述のように公知の手続きである図２の検出手続きをさらに詳細に説明する。ブロック５５に示すように、問題は、最初は、Ｍ次の問題である。Ｍ個の送信信号のベクトル→ｓを、Ｎ個の受信信号のベクトル

【数１】

$$\bar{x} = \mathbf{H}\bar{s} + \bar{v}$$

から回復しなければならないからである。記号→ｖは、加法性受信機ノイズを表す。

【００２３】ブロック６０で、一般逆行列

【数２】

$$\mathbf{H}_\alpha^\dagger = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sqrt{\alpha}\,\mathbf{I}_M \end{bmatrix}^\dagger$$

を求める。この式および以下の式において、記号「†」は行列の一般逆行列をとることを表す。記号I_MはM×M単位行列を表す。重要な点であるが、ブロック６０のステップは、逆行列演算を含む。ブロック６５で、誤り共分散行列$P = H_\alpha^\dagger (H_\alpha^\dagger)^*$を求める。この式および以下の式において、記号「＊」は共役転置を表す。重要な点であるが、ブロック６５のステップは、行列平方演算を含む。ブロック７０で、Ｐの最小対角要素を求める。この要素は、最も強い信号を表し、従って、検出すべき次の信号として最適である。

【００２４】ブロック７５で、送信信号のインデックス１，．．．，Ｍを置換して番号を振り直すことにより、最強の信号（Ｐの最小対角要素により示される）がＭ番目の信号であるようにする。これに従いＨの列および$H_\alpha^\dagger$の行も置換する。

【００２５】ブロック８０で、一般逆行列（をブロック７５で置換したもの）の第Ｍ行の最初のＮ個の要素からなるベクトル$H_{\alpha,M}^\dagger$を零化ベクトルとしてとる。ブロック８５で、零化ベクトルを受信信号のベクトルにかけることにより、Ｍ番目の信号のＭＭＳＥ推定値を得る。

【数３】

$$\hat{s}_M = H_{\alpha,M}^\dagger \bar{x}$$

ブロック９０で、上記のスライシング手続きで、＾s_Mを復号する。

【００２６】ブロック９５〜１０５で、Ｍ番目の送信信号s_Mの効果をＭ次問題から消去して、次数Ｍ−１の縮小次数問題を得る。具体的には、ブロック９５で、Ｈの第Ｍ列を削除することにより縮小チャネル行列

【数４】

$$\mathbf{H}^{(M-1)} = \left[\bar{h}_1 \quad \ldots \quad \bar{h}_{M-1}\right]$$

を得る。ただし、$H^{(M-1)}$は縮小チャネル行列であり、→h_1，．．．，→h_{M-1}は、Ｈの最初のＭ−１個の列である。ブロック１００で、もとの送信信号ベクトル→ｓ（を置換したもの）からＭ番目の信号を削除することにより、縮小信号ベクトル→$s^{(M-1)}$を定義する。すなわち、

【数５】

$$\bar{s}^{(M-1)} = \left[s_1 \quad \ldots \quad s_{M-1}\right]$$

である。ブロック１０５で、縮小次数問題を

【数６】

$$\bar{x} - \bar{h}_M s_M = \mathbf{H}^{(M-1)}\bar{s}^{(M-1)} + \bar{v}$$

により定義する。ただし、

【数７】

$$\bar{x} - \bar{h}_M s_M$$

は縮小受信信号ベクトル、すなわち、もとの受信信号ベクトルからs_Mの効果を消去した結果であり、→ｖは、未知の加法性受信機ノイズを表す項である。

【００２７】ブロック６０～１０５は、次数Ｍ－１の縮小次数問題に対して実行され、同様に、最後の信号が検出され復号されるまで、それぞれの後続の縮小次数問題に対しても反復される。各反復は、前の反復と同様に実行される。簡単のため、反復ループの表示は図３では省略してある。

【００２８】次に、本発明の新規な信号検出手続きについて説明する。この新規な手続きの概略を図４にまとめる。図のブロック１１０に示すように、行列$P^{1/2}$およびQ_αを得る。ブロック１１５で、検出すべき次の信号を行列$P^{1/2}$から決定する。ブロック１２０で、行列$P^{1/2}$およびQ_αを用いて、現在の零化ベクトルを得る。これは、以下で説明する信号検出に使用される。ブロック１２５で、$P^{1/2}$をその小行列で置き換え、Q_αをその小行列で置き換えることにより、問題の次数を１だけ小さくする。ブロック１１５～１２５で表されるステップは、最後の信号が検出されるまで反復される。

【００２９】図５に、チャネル行列Ｈと行列$P^{1/2}$およびQ_αとの間の関係を示す。当業者には認識されるように、周知のＱＲ分解定理によれば、（Ｎ＋Ｍ）×Ｍ行列

【数８】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sqrt{\alpha}\mathbf{I}_M \end{bmatrix}$$

は、（Ｎ＋Ｍ）×Ｍユニタリ行列Ｑと、Ｍ×Ｍ可逆行列Ｒの積として因子分解される。すなわち、

【数９】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sqrt{\alpha}\mathbf{I}_M \end{bmatrix} = \mathbf{QR}$$

である。行列Q_αは、Ｑの最初のＮ行からなるＮ×Ｍ小行列である。すなわち、

【数１０】

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_\alpha \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix}$$

であり、記号Q_2は、Ｑの最後のＭ行を表す。行列$P^{1/2}$は、Ｒの逆行列である。すなわち、$P^{1/2}=R^{-1}$である。重要な点であるが、一般逆行列$H_\alpha^{\dagger}$は、行列積$P^{1/2}Q_\alpha^*$に等しく、誤り共分散行列Ｐは、行列積$P^{1/2}(P^{1/2})^*$に等しい。注意すべき点であるが、本発明の新規な手続きによれば、行列$P^{1/2}$およびQ_αは、ＱＲ分解から直接に得られるのではない。これにはＲの逆行列が必要となるからである。代わりに、行列$P^{1/2}$およびQ_αは、以下で説明する反復手続きを用いて得られる。これは、ユニタリ変換を用いることにより、計算量の低減と、数値的安定性の改善を達成する。

【００３０】行列$P^{1/2}$およびQ_αを得るための反復手続きを図６に示す。この手続きは、「平方根アルゴリズム」と呼ばれる種類のものである。

【００３１】平方根アルゴリズムでは、$X_i\Theta_i=Y_i$の形の行列乗算を、ｉでインデックスづけされる反復の集合の各反復において実行する。各Θ_iは、後配列(post-array)Y_iの規定の要素に０を入れるユニタリ変換である。各反復後、後配列Y_iからとったある値を、次の反復の前配列(pre-array)X_{i+1}の要素としてフィードバックする。これらの行列乗算の反復を、アルゴリズムを「伝搬する」(propagating)という。平方根アルゴリズムについては、例えば、T. Kailath, A. H. Sayed, and B. Hassibi, Linear Estimation, Prentice-Hall, December 1999、の第１２章に記載されている。平方根アルゴリズムの問題に関する初期の文献は、P. Dyer and S. McReynolds, "Extensions of square-root filtering to include process noise", Journal of Optimization Theory and Applications, 3:444-459 (1969)、である。

【００３２】図６に示した手続きについて説明すると、各反復ｉ（ｉ＝１，...，Ｎ）において、行列$P_{|i}^{1/2}$およびQ_iを更新する。Ｎ番目の反復後、図のブロック１４５に示すように、$P^{1/2}$は$P_{|N}^{1/2}$に等しいとおき、Q_αはQ_Nに等しいとおく。

【００３３】図のブロック１３０に示すように、$P_{|i}^{1/2}$は、

【数１１】

$$\mathbf{P}_{|0}^{1/2} = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}\mathbf{I}$$

とおくことにより初期化される。ただし、ＩはＭ×Ｍ単位行列である。また、Q_iは、$Q_0=0_{N\times M}$とおくことにより初期化される。ただし、$0_{N\times M}$は、その要素がすべて０であるＮ×Ｍ行列である。

【００３４】ブロック１４０で、$X_i\Theta_i=Y_i$の形の行列乗算を実行する。前配列X_iは、次式で定義される（Ｎ＋Ｍ＋１）×（Ｍ＋１）行列である。

【数１２】

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{H}_i\mathbf{P}_{|i-1}^{1/2} \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{P}_{|i-1}^{1/2} \\ -\mathbf{e}_i & \mathbf{Q}_{i-1} \end{bmatrix}$$

ただし、0_Mは、そのＭ個の要素がすべて０である列ベクトルであり、e_iは、次元Ｎのｉ番目の単位列ベクトルである。ブロック１４０の各反復ｉにおいて、H_iは、チャネル行列Ｈの対応する第ｉ行である。

【００３５】各反復ｉにおいて、対応する行列Θ_iは、

前配列X_iをブロック下三角化するユニタリ変換である。ここで、「ブロック下三角化」(block lower triangularize)とは、（N＋M＋１）×（M＋１）後配列Y_iの第１行の最後のM個の要素がすべて０でなければならないことを意味する。このようなユニタリ変換を求める適当な方法として、ハウスホルダー鏡映やギヴンス回転のシーケンスを用いるものなどが周知である。これらは、例えば、G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computation, 3rd Ed., Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1996、あるいは、T. Kailath, A. H. Sayed, and B. Hassibi, Linear Estimationの前掲文献に記載されている。適当なユニタリ変換の決定は、図中ブロック１３５に示されている。

【００３６】後配列Y_iのさまざまな小行列は、次式のように表される。

【数１３】

$$\mathbf{Y}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{e,i}^{1/2} & \mathbf{0}^{M} \\ \overline{\mathbf{K}}_{p,i} & \mathbf{P}_{|i}^{1/2} \\ \mathbf{A}_i & \mathbf{Q}_i \end{bmatrix}$$

小行列$P_{|i}^{1/2}$およびQ_iは既に定義した。上記のように、0_Mは、０からなるM次元行ベクトルである。記号$r_{e,i}^{1/2}$、バー$K_{p,i}$、およびA_iは、それぞれ、あるスカラー、あるM次元列ベクトル、および、あるN次元列ベクトルを表す。記号$r_{e,i}^{1/2}$およびバー$K_{p,i}$は、カルマンフィルタ理論の当業者には周知であり、それぞれ、イノベーション分散と、カルマン利得に関係する。記号A_iは、ここで後配列Y_iの左下隅を表すために使用した任意の記号である。

【００３７】このように、ブロック１４０の各反復の後、小行列$P_{|i}^{1/2}$およびQ_iの新しい値ならびにチャネル行列Hの次の行が、次の反復のためにX_iにフィードバックされる。前述のように、最後（すなわちN回目）の反復の後の$P_{|i}^{1/2}$およびQ_iが、ブロック１４５に示すように、$P^{1/2}$およびQ_αの所望の値を与える。

【００３８】前述のように、$P^{1/2}$およびQ_αのこの計算は、実質的に一般逆行列$H_\alpha{}^\dagger$の計算を構成する。重要な点であるが、この実質的な計算は、本発明の方法では１回しか行われない。

【００３９】図７に、行列$P^{1/2}$およびQ_αをどのように用いて零化ベクトル$H_{\alpha,J}{}^\dagger$（J＝１，...，M）を得るかを示す。ブロック１５０で、行列$P^{1/2}$の最小の長さの行を見つける。これは、現在の反復で検出すべき最適な信号を見つけることである。ブロック１５５で、信号インデックスを置換し、番号を付け替えて、選択した最適信号がM番目の信号になるようにする。これに従い、Hの行も置換する。

【００４０】ブロック１６０で、行列$P^{1/2}$をブロック上三角化するユニタリ変換Σを求める。すなわち、Σは、行列積$P^{1/2}\Sigma$の最後の行（すなわち第M行）の最初のM－１個の要素がすべて０となるようなユニタリ変換である。下三角化変換について前述したように、適当な変換Σは、標準的な技術を用いて容易に求められる。

【００４１】M×M行列$P^{1/2}\Sigma$のさまざまな小行列は、次式のように表される。

【数１４】

$$\mathbf{P}^{1/2}\Sigma = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{(M-1)/2} & \mathbf{P}_M^{(M-1)/2} \\ \mathbf{0}^{M-1} & p_M^{1/2} \end{bmatrix}$$

上の式で、$P^{(M-1)/2}$は次元（M－１）×（M－１）の小行列であり、$P_M{}^{(M-1)/2}$は次元M－１の列ベクトルであり、0^{M-1}は次元M－１の行ベクトルであり、$p_M{}^{1/2}$はスカラーである。以下で説明するように、$P^{(M-1)/2}$は、ブロック１６０の次の反復において$P^{1/2}$にとって代わる。スカラー$p_M{}^{1/2}$は、M番目の零化ベクトルを得るために使用される。

【００４２】ユニタリ変換Σは、ブロック１６０で得られた後、図中ブロック１６５に示すように、行列Q_αを変換するために用いられる。すなわち、Q_αの値が$Q_\alpha\Sigma$に更新される。同じくブロック１６５に示すように、更新された行列Q_αの共役転置$Q_\alpha{}^*$が得られ、また、$Q_\alpha{}^*$の第M行（→$q_{\alpha,M}{}^*$で表す）が得られる。

【００４３】ブロック１７０に示すように、M番目の零化ベクトル$H_{\alpha,M}{}^\dagger$は、積

【数１５】

$$p_M^{1/2}\,\overline{q}_{\alpha,M}^{\,*}$$

として得られる。ブロック１７５に示すように、ブロック１５０～１７０の手続きを反復して、残りのM－１個の零化ベクトル$H_{\alpha,J}{}^\dagger$（J＝M－１，...，１）を得る。ブロック１５０および１５５の各反復では、信号インデックスは置換され番号を付け替えられて、$P^{1/2}$の現在の更新の最小の長さの行（$P^{(J)/2}$で表す）が第J行になるようにする。ブロック１６０の各反復では、$P^{(J)/2}\Sigma$の最終行が最後（すなわちJ番目）の要素（これはスカラー$p_J{}^{1/2}$である）を除いてすべての要素が０になるようなユニタリ変換Σを求める。ブロック１６５の各反復において、ベクトル→$q_{\alpha,J}{}^*$は、$Q_\alpha{}^*$の第J行として得られる。ブロック１７０の各反復において、J番目の零化ベクトル$H_{\alpha,J}{}^\dagger$は、積

【数１６】

$$p_J^{1/2}\,\overline{q}_{\alpha,J}^{\,*}$$

として得られる。

【００４４】ブロック１５０～１７０の各反復のはじめ

に、$P^{(J)/2}$の値は、前の反復の行列$P^{(J)/2}\Sigma$の左上隅の小行列に更新される。すなわち、$P^{(J)/2}$の新しい値は、前の$P^{(J)/2}\Sigma$の最初のＪ－１列の最初のＪ－１行によって与えられる。こうして、前述のように、Ｍ－１番目の零化ベクトルを得るために用いられる更新された$P^{(J)/2}$は$P^{(M-1)/2}$となる。

【００４５】Q_αの値もまた、ブロック１５０～１７０の各反復のはじめに更新される。Q_αの更新された値を、$Q_\alpha{}^J$（Ｊ＝Ｍ－１，．．．，１）で表す。各$Q_\alpha{}^J$は、前の$Q_\alpha{}^J$を前の反復のブロック１６５で変換したものの最終列を削除することによって得られる。こうして、例えば、Ｍ－１番目の零化ベクトルを得るために使用される更新されたQ_αは$Q_\alpha{}^{M-1}$で表され、これは、もとのQ_αをブロック１６５で更新したものの最初のＭ－１列からなる。

【００４６】重要な点であるが、$P^{(J)/2}$の反復ブロック上三角化は、$P^{1/2}$の上三角化と等価である。その結果、各スカラー係数$p_J{}^{1/2}$は、上三角化された$P^{1/2}$の対角要素とみなすことができる。さらに、各ブロック上三角化は、ユニタリ変換を施すことによって達成されるため、ベクトル$\rightarrow q_{\alpha,J}{}^*$のそれぞれは、$Q_\alpha{}^*$の行、または、ユニタリ変換のもとでの$Q_\alpha{}^*$の像の行のいずれかである。

【００４７】上記のように、ブロック１７０の各反復はそれぞれ、零化ベクトル$H_{\alpha,J}{}^\dagger$を生成する。図８は、どのように零化ベクトルを用いてそれぞれの検出信号$\hat{s}_J$を得るかを示す。ブロック１８０に示すように、各検出信号は、対応する零化ベクトルと、受信信号のベクトル$\rightarrow x$との積、すなわち、

【数１７】

$$\hat{s}_J = H^\dagger_{\alpha,J}\bar{x}$$

から得られる。重要な点であるが、ベクトル$\rightarrow x$は、次の検出のために使用される前に、最終検出信号の効果を消去するように修正される。これをブロック１８５に示す。ブロック１８５では、Ｊ番目の信号（Ｊ＝Ｍ，．．．，１）を検出した後、ベクトル$\rightarrow x$は、

【数１８】

$$\bar{x} - \bar{h}_J\hat{s}_J$$

に更新される。上の式で、ベクトル$\rightarrow h_J$は、Ｊ番目の信号に対応するチャネル行列Ｈの列を表す。

【００４８】注意すべき点であるが、ユニタリ変換Θ_iおよびΣは、例えば、G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computationの前掲文献に記載されているようなハウスホルダー鏡映やギヴンス回転のシーケンスを用いて容易に実行される。ハードウェアでは、ギヴンス回転のシーケンスは、例えばGolub and Van Loanの前掲文献に記載されているＣＯＲＤＩＣ法のような除算なしの方法を用いて実装することができる。このようなシーケンスは、シストリックアレイ型アーキテクチャにより並列化することも可能である。

【００４９】さらに注意すべき点であるが、上記の信号検出方法は、チャネル行列への更新を考慮に入れて容易に一般化される。このような場合、信号の最適検出順序づけは、チャネル係数の変化により変わりうる。

【００５０】当業者には認識されるように、上記の手続きは、適当なソフトウェアプログラムの制御下で動作するディジタルコンピュータ、ソフトウェア、ハードウェア、またはファームウェアとして実装された適当なプログラムの制御下で動作するディジタル信号プロセッサ、およびその他の専用ディジタル電子回路を含む。さまざまな種類の計算デバイスを用いて容易に実現される。

【００５１】注意すべき点であるが、上記の実施例の計算ステップは単なる例示であり、本発明の技術的範囲を限定することを意図するものではない。計算ステップの順序および組合せの変形や、上記の一般的なステップと実質的に同じ結果につながる別の計算アプローチもまた、本発明の技術的範囲内に入る。

【００５２】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、送受信に多重アンテナアレイを用いるワイヤレス通信システムでの信号検出において、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。本発明の新しい手続きの計算量は、送信アンテナの数Ｍの３乗でしかスケールしない。さらに、この新しい手続きでは、行列２乗演算および逆演算は完全に回避される。

【図面の簡単な説明】

【図１】多重送信アンテナ素子および多重受信アンテナ素子を用いたワイヤレス通信システムの概略図である。

【図２】図１の通信システムにおいて受信信号を検出し復号するための、従来技術の手続きの高水準流れ図である。

【図３】図２の手続きをさらに詳細に示す流れ図である。

【図４】図１の通信システムにおいて受信信号を検出するための、本発明の一実施例による手続きの高水準流れ図である。

【図５】図４の手続きで呼び出されるさまざまな行列間の関係を示す、注釈付きの行列の式を示す図である。

【図６】行列平方根アルゴリズムの伝搬を示す流れ図である。この手続きは、図４のブロック１１０に対応する。

【図７】本発明の一実施例により零化ベクトルを得るための手続きを示す流れ図である。この図は、図４のブロック１１５～１２５をさらに詳細に示すが、信号を検出するための零化ベクトルの適用を明示的に示してはいない。

【図８】例えば図７の手続きに従って得られた零化ベクトルを適用することによる信号の検出を示す流れ図であ

る。説明を簡単にするため、図８の検出プロセスは、図７のステップの最後の反復の後の別個のループを占めるものとして示されている。当業者には認識されるように、別法として、各信号検出が、図７のステップの対応する反復の一部として実行されることも可能である。

【符号の説明】

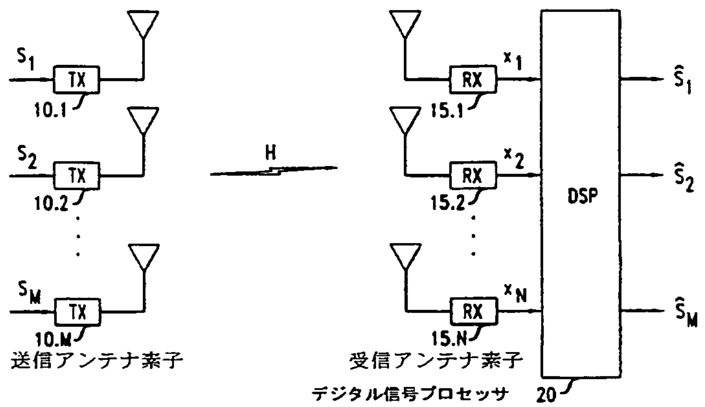
１０　送信アンテナ素子

１５　受信アンテナ素子

２０　ディジタル信号プロセッサ

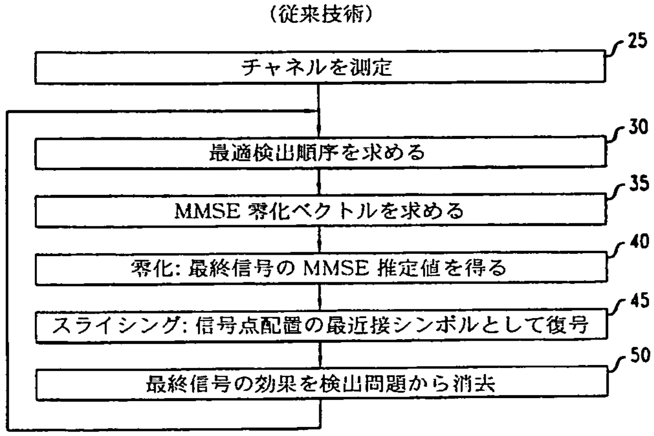
【図１】

（従来技術）

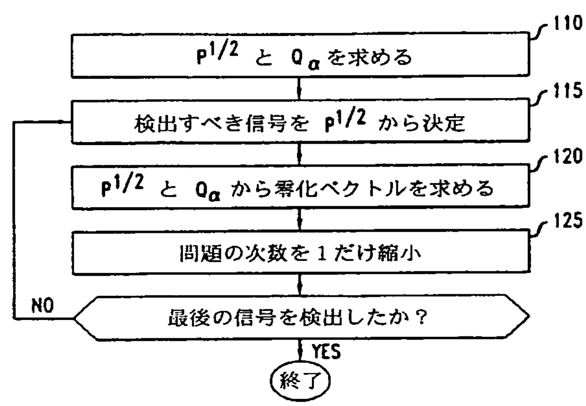


【図２】

（従来技術）

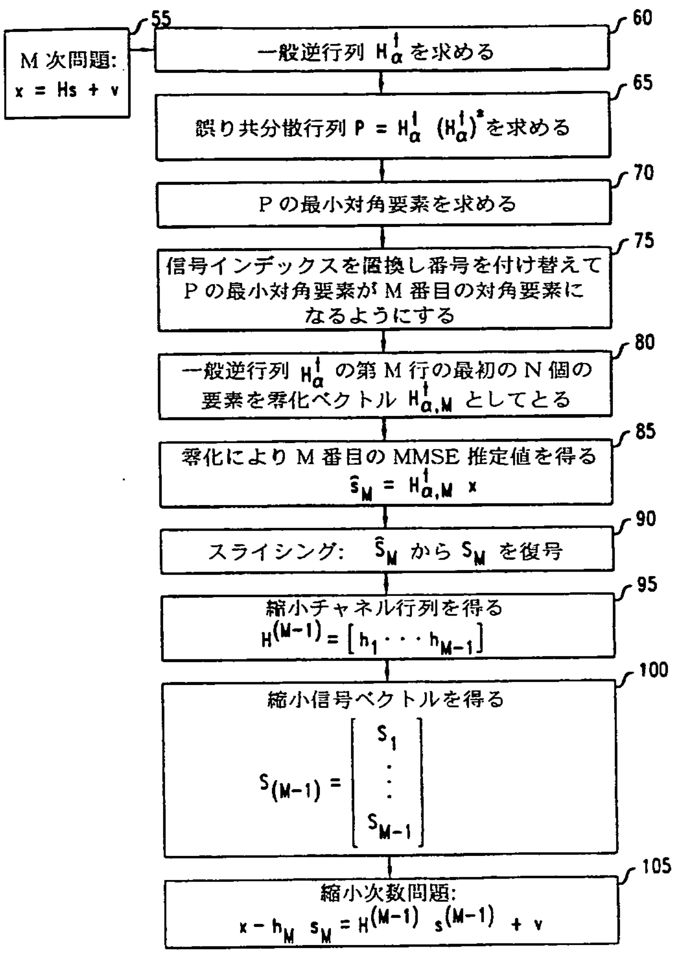


【図４】

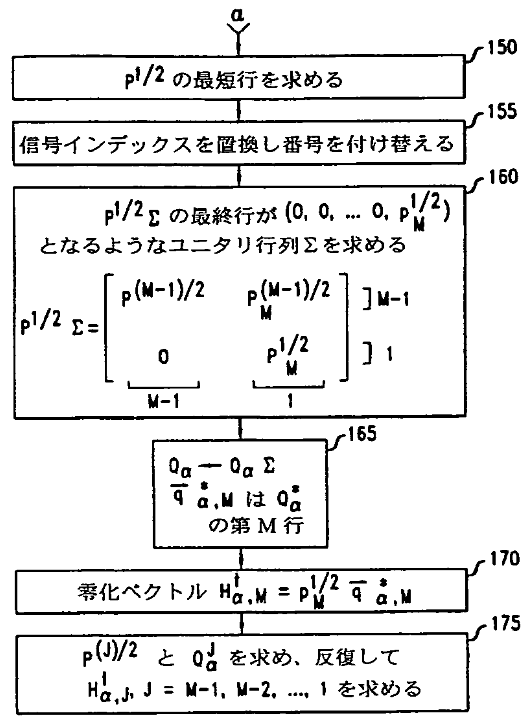


【図３】

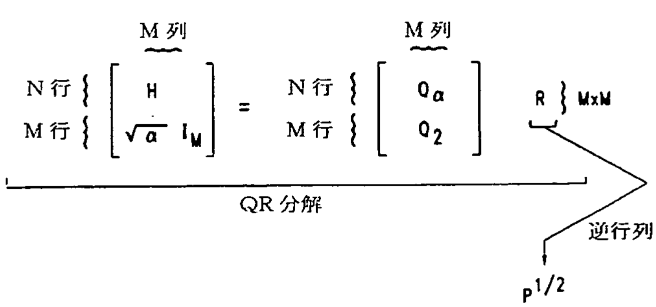
（従来技術）


M 次問題:
x = Hs + v
55
一般逆行列 $H_\alpha^\dagger$ を求める
60
誤り共分散行列 $P = H_\alpha^\dagger (H_\alpha^\dagger)^*$ を求める
65
P の最小対角要素を求める
70
信号インデックスを置換し番号を付け替えて P の最小対角要素が M 番目の対角要素になるようにする
75
一般逆行列 $H_\alpha^\dagger$ の第 M 行の最初の N 個の要素を零化ベクトル $H_{\alpha,M}^\dagger$ としてとる
80
零化により M 番目の MMSE 推定値を得る $\hat{s}_M = H_{\alpha,M}^\dagger x$
85
スライシング: $\hat{S}_M$ から S_M を復号
90
縮小チャネル行列を得る $H^{(M-1)} = [h_1 \cdots h_{M-1}]$
95
縮小信号ベクトルを得る $s_{(M-1)} = [s_1 \ \vdots \ s_{M-1}]$
100
縮小次数問題: $x - h_M s_M = H^{(M-1)} s^{(M-1)} + v$
105

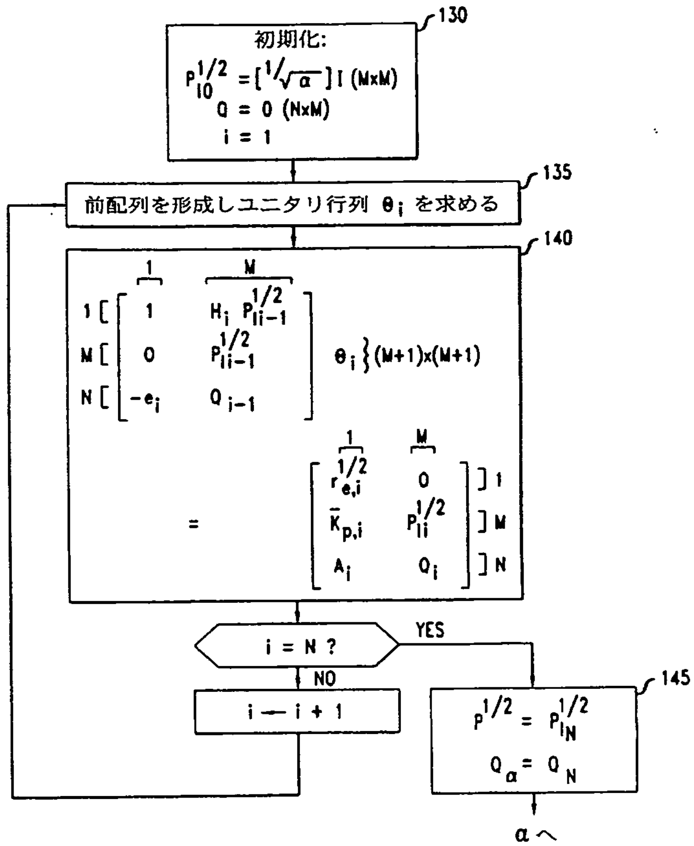
【図７】


α
$P^{1/2}$ の最短行を求める
150
信号インデックスを置換し番号を付け替える
155
$P^{1/2}\Sigma$ の最終行が $(0, 0, \ldots 0, p_M^{1/2})$ となるようなユニタリ行列 Σ を求める
$P^{1/2}\Sigma = \begin{bmatrix} P^{(M-1)/2} & p_M^{(M-1)/2} \\ 0 & p_M^{1/2} \end{bmatrix}$ M-1, 1
M-1　1
160
$Q_\alpha \leftarrow Q_\alpha \Sigma$
$\bar{q}^*_{\alpha,M}$ は Q_α^* の第 M 行
165
零化ベクトル $H_{\alpha,M}^\dagger = p_M^{1/2} \bar{q}^*_{\alpha,M}$
170
$P^{(J)/2}$ と Q_α^J を求め、反復して $H_{\alpha,J}^\dagger$, J = M-1, M-2, ..., 1 を求める
175

【図５】

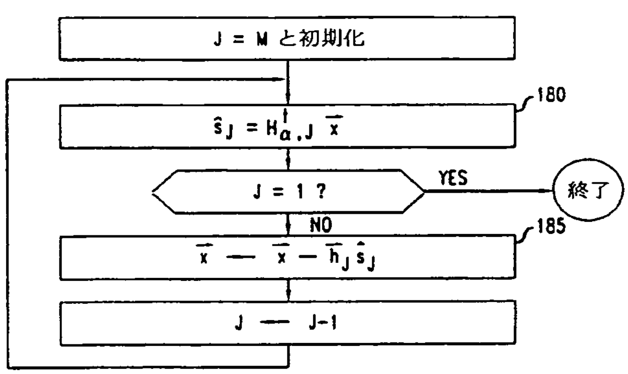

M 列
M 列
N 行
M 行
$\begin{bmatrix} H \\ \sqrt{\alpha}\ I_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_\alpha \\ Q_2 \end{bmatrix} R$
N 行
M 行
MxM
QR 分解
逆行列
$P^{1/2}$

【図６】



130
初期化:
$P_{I0}^{1/2} = [1/\sqrt{\alpha}]\,I\ (N\times M)$
$Q = 0\ (N\times M)$
$i = 1$
135
前配列を形成しユニタリ行列 θ_i を求める
140
$(M+1)\times(M+1)$
$r_{e,i}^{1/2}$
$\bar{K}_{p,i}$
A_i
$P_{Ii}^{1/2}$
Q_i
i = N ?
YES
NO
i ← i + 1
145
$P^{1/2} = P_{IN}^{1/2}$
$Q_\alpha = Q_N$
αへ

【図８】



J = M と初期化
180
$\hat{s}_J = H^{\dagger}_{\alpha,J}\,\vec{x}$
J = 1 ?
YES
終了
NO
185
$\vec{x} \leftarrow \vec{x} - \vec{h}_J\,\hat{s}_J$
J ← J-1

フロントページの続き

(71)出願人　596077259
600　Ｍｏｕｎｔａｉｎ　Ａｖｅｎｕｅ，　Ｍｕｒｒａｙ　Ｈｉｌｌ，　Ｎｅｗ　Ｊｅｒｓｅｙ　07974－0636Ｕ．Ｓ．Ａ．

(72)発明者　ババック　ハッシビ
アメリカ合衆国、08873　ニュージャージー、サマーセット、ＪＦＫ　ブルバード１、アパートメント　45Ｌ